

VŠB - Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra elektroniky

Měřicí obvod pro kapacitní snímače
Measuring circuit for capacitive sensors

2010/2011

Bc. Martin Šípula

Poděkování:

Děkuji svému vedoucímu panu Ing. Zdeňkovi Tesařovi za vedení mé diplomové práce.

Abstrakt:

Ve vodě vlivem lokálního poklesu tlaku vzniká kavitace. V kapalině se vytvoří bublinky vzduchu. Kapalina s bublinkami vzduchu přestává být nestlačitelná. Což způsobuje problémy např. použitím v hydraulice. Měřením permitivity dielektrika v měřicím kondenzátoru určíme koncentraci obsahu vzduchu v kapalinách. K měření permitivity dielektrika je použit vypočitatelný kondenzátor navržený podle Lampardova teorému, kdy kapacita kondenzátoru závisí pouze na geometrických rozměrech kondenzátoru. Kondenzátory navržené podle Lampardova teorému mají vypočitatelnou kapacitu s přesností až 10^{-6} . V této práci je navržen a experimentálně ověřen měřicí řetězec pro měření kapacity kondenzátoru s analogovým a digitálním výstupem.

Klíčová slova:

Lampardův teorém, kapacitní snímač, měření kapacity

Abstract:

In the water is made cavitations because of local lowering of pressure. In the liquid are made blows of air. Liquid with blows of air is beginning to be unpressured. Which makes problems, eg. using in hydraulics. To measuring permittivity of dielectric is used countable condenser proposed according to Lampard's theorem, when capacity of condenser is depend only on geometrical proportion of condenser. Condensers proposed according to Lampard's theorem have countable capacity exactly to 10^{-6} . In this work is proposed and experimental verified measuring chain for measuring capacity of capacitor with analog and digital output.

Key words:

Lampard's theorem, capacity sensor, measurements of capacity

1	Úvod.....	4
2	Lampardův teorém	5
2.1	Návrh měřicího kondenzátoru	7
3	Analýza měřících metod.....	8
3.1	Měření kapacity nabíjením a vybíjením kondenzátoru	9
3.2	Měření kapacity použitím můstků.....	10
4	Měřicí obvod	12
4.1	Hlavní měřicí část.....	12
4.2	Analogový měřicí obvod.....	13
4.3	Digitální měřicí obvod	18
5	Měření kapacity měřícím řetězcem	30
5.1	Experimentální ověření analogového měřicího obvodu.....	32
5.2	Experimentální ověření digitálního měřicího obvodu.....	34
6	Závěr	37
7	Literatura	38
8	Příloha	39
8.1	Program pro mikropočítač MC56f8023	39
8.2	Výpočty	43
8.3	Tabulka s digitálním výstupem	45
8.4	Diplomová práce na CD	CD

1 Úvod

Zadání této práce je navrhnout měřicí řetězec k měření koncentrace vzduchu v kapalinách. Koncentrace vzduchu v kapalinách je závislá na permitivitě dielektrika měřicího kondenzátoru. Při 100% koncentraci vzduchu je permitivita $\epsilon_r = 1$ a při 0% koncentraci je dielektrikem jen voda s permitivitou $\epsilon_r = 82$. Cílem práce je vytvořit takový měřicí řetězec, který měří kapacitu kondenzátoru (a tím i koncentraci vzduchu v kapalinách) s přesností $\pm 5\%$.

Koncentrace vzduchu v kapalinách se měří z důvodu vzniku kavitace, která vzniká při poklesu lokálního tlaku v kapalině. Kavitací vznikají v kapalině vzduchové bublinky, které způsobují změnu vlastností kapaliny. Jednou z těchto vlastností je, že kapalina přestává být nestlačitelná. Použitím kapaliny se vzduchovými bublinami v hydraulice vede k poruše zařízení. A proto je potřeba vznik bublinek (kavitací) kontrolovat.

Protože koncentrace vzduchu v kapalinách je závislá na permitivitě dielektrika ϵ , proto měříme kapacitu kondenzátoru. Naměřenou kapacitu kondenzátoru pak přepočítáme na koncentraci vzduchu. Měřicí kondenzátor navržený podle Thomson – Lampardova teorému umožňuje vypočítat kapacitu kondenzátoru podle geometrických rozměrů elektrod. Kapacitu kondenzátoru lze určit až s přesností¹ 10^{-6} . Kondenzátory navržené podle Lampardova teorému lze navrhnout tak, že jejich kapacita závisí pouze na jedním geometrickém rozměru (délce) a na permitivitě dielektrika ϵ .

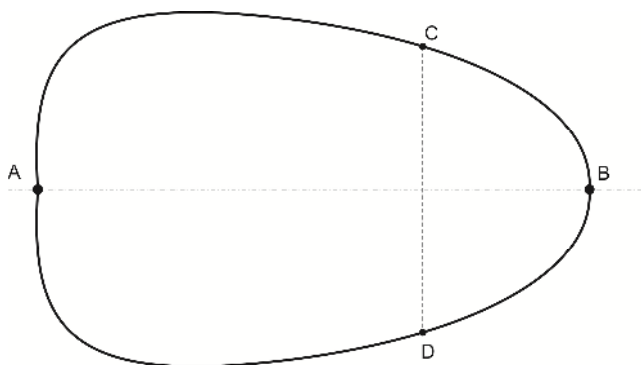
Měřený kondenzátor s vypočitatelnou kapacitou je v této práci navržen. Dále je navržen měřicí řetězec s analogovým a digitálním výstupem pro výpočet koncentrace vzduchu v kapalině.

2 Lampardův teorém

Máme válec, jehož příčný řez je zobrazen na Obrázek 1. Příčný řez má osu symetrie o_1 protínající body A a B a osu o_2 , která je kolmá na osu o_1 a prochází body C a D. Vodivý plášť válce je v bodech A, B, C a D přerušený, tudíž vytváří čtyři vodivé plochy oddělné izolantem. Je-li elektrické pole jen uvnitř (nebo jen vně) válce, pak je vlastní kapacita mezi protilehlými částmi pláště (*Cross capacity*, například mezi AC – BD) nezávislá na tvaru válce a je rovná³:

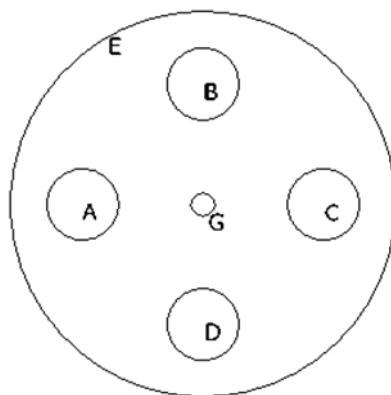
$$C = \varepsilon_0 \varepsilon_r \cdot l \cdot \frac{\ln 2}{\pi}$$

kde l je délka plochy kondenzátoru



Obrázek 1: Příčný řez válcovým kondenzátorem

Přesnost stanovení kapacity C kondenzátoru podle geometrických rozměrů je tím lepší, čím je kapacita závislá na menším počtu geometrických rozměrů a čím přesněji rozměry změříme. V příkladě podle Obrázek 1 závisí pouze na délce kondenzátoru.

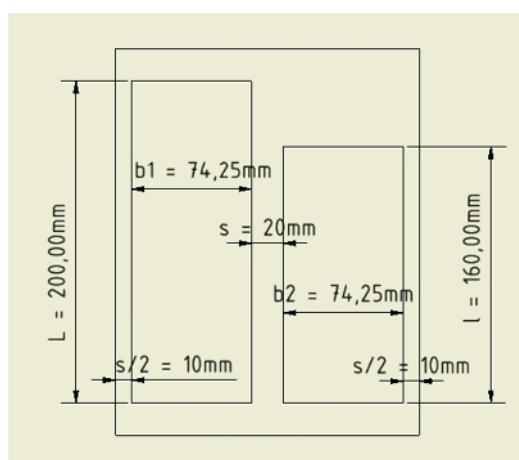


Obrázek 2: Další varianta kondenzátoru podle Lampardova teorému. Používá se často jako etalon.

Dalším typem kondenzátoru splňující Thomson – Lampardův teorém je na Obrázek 2 kde jsou čtyři válcové tyče A, B, C a D umístěné symetricky uvnitř stínícího krytu E. Zasouváním uzemněné tyče G (v ose symetrie) se mění délka úseku na němž nejsou elektrody A a C (popřípadě B a D) odstíněny. Změnu kapacity kondenzátoru lze vypočítat podle:

$$\Delta C = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{\ln 2}{\pi} \cdot \Delta l$$

kde Δl je změna zasunutí uzemněné tyče G



Obrázek 3: Rovinný kapacitní senzor

Kapacitní senzor¹ na Obrázek 3 s vodivými elektrodami na povrchu válce (izolační mezery mezi jednotlivými elektrodami jsou nepatrné vůči každému z rozměru na obrázku). Kapacita kondenzátoru je rovna:

$$C = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r}{\pi} \cdot l \cdot \ln \left(\frac{(s + b_1)(s + b_2)}{s(s + b_1 + b_2)} \right)$$

Přesnost výpočtu kapacity (splňujících Lampardův teorém) z geometrických rozměrů je 10^{-6} .

2.1 Návrh měřícího kondenzátoru

Rovinný kapacitní senzor se vyrobí z měděné fólie, která se upevní na vnější plášť válce. Ve folii se vyfrézují 4 elektrody (Obrázek 3), z nichž dvě jsou uzemněné na potenciál země. Pokud jsou izolační mezery mezi elektrodami dostatečně malé, lze vypočítat kapacitu kondenzátoru podle rovnice uvedené výše.

Návrh:

Průměr válce:	$d = 60 \text{ mm}$
Délka kondenzátoru:	$l = 160 \text{ mm}$
Šířka uzemněné elektrody:	$s = 20 \text{ mm}$

Kružnice o poloměru (d) má obvod:

$$obvod = \pi \cdot d = 60\pi = 188,5 \text{ mm}$$

Šířky zbývajících elektrod (b_1 a b_2) se vypočítají:

$$b_1 + b_2 = obvod - 2 \cdot s = 60\pi - 2 \cdot 20 = 148,5 \text{ mm}$$

Šířky elektrod b_1 a b_2 volíme stejné, pak:

$$b_1 = b_2 = b = \frac{b_1 + b_2}{2} = 74,25 \text{ mm}$$

Kapacita kondenzátoru pak je rovna:

$$C = \varepsilon_r \cdot \frac{\varepsilon_0}{\pi} l \cdot \ln \frac{(s + b)^2}{s(s + 2b)}$$

$$C = \varepsilon_r \cdot \frac{8,8542 \cdot 10^{-12}}{\pi} \cdot 160 \cdot 10^{-3} \cdot \ln \frac{(20 \cdot 10^{-3} + 74,25 \cdot 10^{-3})^2}{20 \cdot 10^{-3}(20 \cdot 10^{-3} + 2 \cdot 74,25 \cdot 10^{-3})}$$

$$C = 0,437 \cdot 10^{-12} \cdot \varepsilon_r$$

Napuštěním a vypuštěním vody v kondenzátoru měníme relativní permitivitu v rozsahu od 1 do 82. Je-li v kondenzátoru 0% koncentrace vzduchu (napuštěná voda), pak má kondenzátor kapacitu $C = 35,83$ pF. Při koncentraci vzduchu 100% (vypuštěná voda) má kondenzátor kapacitu $C = 0,437$ pF.

3 Analýza měřících metod

K vyhodnocení obsahu vzduchu v kapalinách měří kapacitní snímač relativní permeabilitu ε_r . Permitivita se dá určit použitím měřicího kondenzátoru s vypočitatelnou kapacitou, ve kterém kapacita C závisí na geometrických rozměrech a permitivitě. Nejvhodnější je použít pro návrh kondenzátoru s vypočitatelnou kapacitou konstrukci splňující Thomson – Lampardův teorém. Tím získáme měřící kondenzátor, jehož kapacita je závislá na permitivitě ($C = f(\varepsilon_r)$), s kapacitou řádově pF. Následuje měřící řetězec pro vyhodnocení kapacity měřeného kondenzátoru.

Měřit kondenzátor lze:

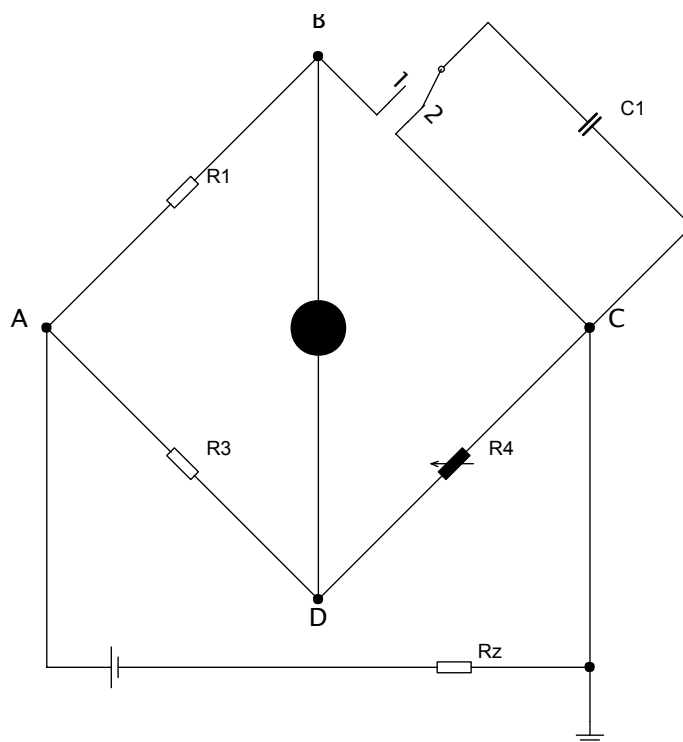
- Nabíjením a vybíjením kondenzátorů. Např. Maxwellůvým měřícím můstkem (viz 0).
- Můstkovým měřením kapacity. Např. Scheringův můstek nebo Giebeho – Zicknerův můstek (viz 3.2.1 a 3.2.2).
- Rezonanční frekvencí.
- Měněním zesílení operačního zesilovače. Na vstup operačního zesilovače se přivede sinusový signál s konstantní amplitudou. Vstupní impedanci OZ je měřená kapacita a zpětnovazební impedanci je normálový kondenzátor (viz podkapitola 2.6).

V dnešní době jsou také k dispozici integrované měřiče kapacity s digitálním nebo analogovým výstupem (např. AD 7747), které pro A/D převod používají $\Sigma\Delta$ modulaci.

3.1 Měření kapacity nabíjením a vybíjením kondenzátoru

Maxwellův můstek:

Měření Maxwellovým můstkem je nejpřesnější metodou měření kapacity. Metoda pracuje na nabíjení a vybíjení měřeného kondenzátoru. Přepínáním přepínače do polohy 1 kondenzátor nabíjíme. V poloze 2 se kondenzátor vybíjí. Bude-li přepínač mimo polohu 1, galvanometr změří konstantní proud I_{G0} . Při nabíjení kondenzátoru naměříme exponenciálně klesající proud i_G . Při měření měníme jeden z odporů, dokud není hodnota proudu galvanometru nulová (galvanometr musí mít vlastní kmitočet mnohem menší než je přepínací kmitočet – tudíž na galvanometru zobrazíme střední hodnotu proudu).



Obrázek 4: Schéma zapojení Maxwellova můstku

Při vyváženém stavu je měřená kapacita rovna:

$$C_x = \frac{(A \cdot B - R_3^2) R_3 T}{(R_1 \cdot A + R_2 R_3) \cdot (B \cdot R_4 + R_3 R_G)}$$

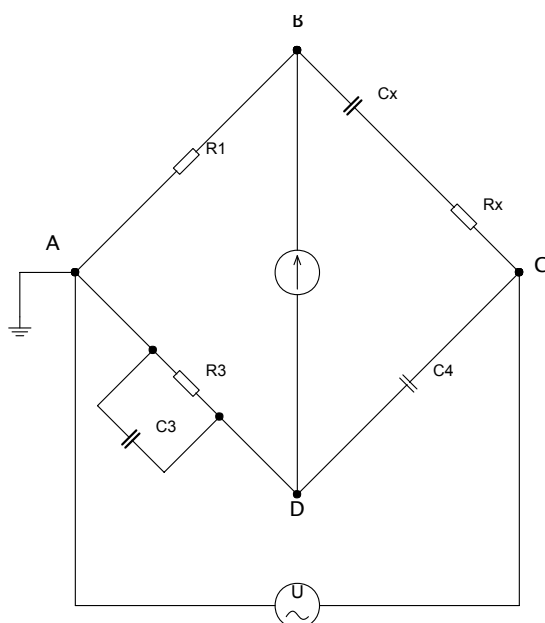
$$\text{kde} \quad A = R_4 + R_3 + R_2, B = R_1 + R_3 + R_G$$

3.2 Měření kapacity použitím můstků

V dnešní době je měření kapacity pomocí můstku prováděno pouze pro stanovení metrologické pracoviště, kde se upřednostňuje přesnost naměřené kapacity a vlastnosti dielektrika před snadněji vytvořenými měřicími pracovišti, kde je důležitá rychlost měření. Technické můstky dosahují obvykle přesnosti³ $0,5 \cdot 10^{-2}$.

3.2.1 Scheringův můstek

Používá se pro velmi přesná měření kapacity. Nastavováním prvků se docílí rovnováhy na galvanometru³.



Obrázek 5: Schéma zapojení Scheringova můstku

Při rovnovážném stavu platí následující vztah:

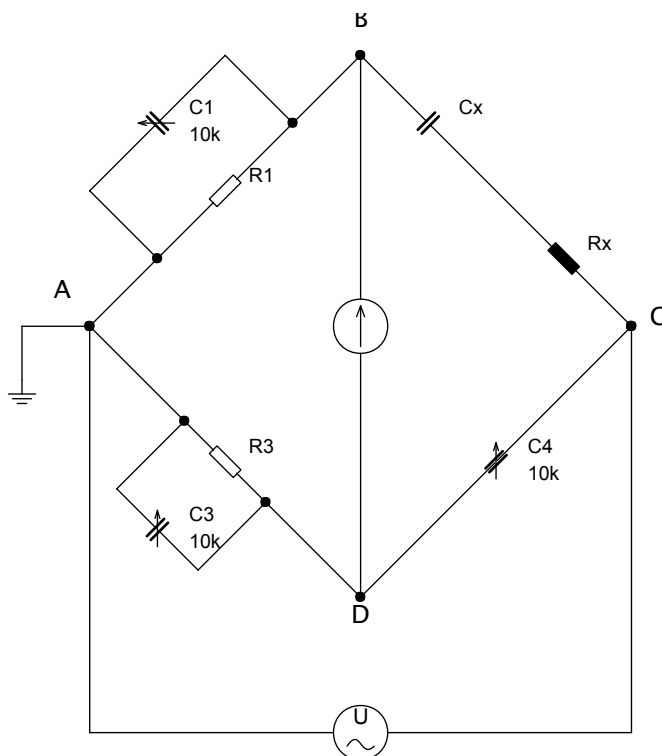
$$C_x = C_4 \cdot \frac{R_3}{R_1}$$

Scheringovým můstkem lze také měřit ztrátový činitel měřeného kondenzátoru:

$$\tan \delta_x = \omega R_3 C_3$$

3.2.2 Giebeho – Zicknerův můstek

Zapojení je variací Scheringova můstku s tím rozdílem, že k prvnímu odporu je připojený paralelně kondenzátor. Zapojením se přesněji určí ztrátový úhel.³



Obrázek 6: Schéma Giebeho - Zicknerova můstku

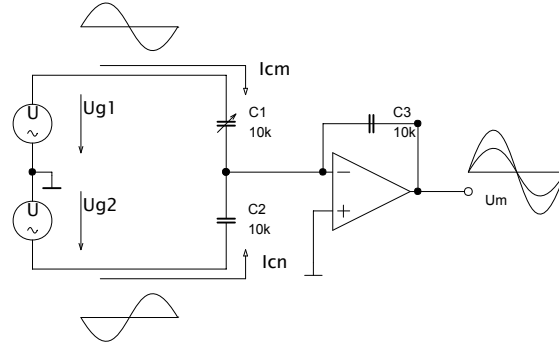
Výpočet kapacity a ztrátového úhlu měřeného kondenzátoru:

$$C_x = C_4 \cdot \frac{R_3}{R_1}$$

$$\delta_x \approx \delta_4 + \omega R_3 C_3$$

4 Měřicí obvod

4.1 Hlavní měřicí část



Obrázek 7: Zjednodušené schéma měřicího obvodu

$$i_{C_{ZV}} = i_{C_M} + i_{C_N}$$

$$\frac{u_d - u_m}{\frac{1}{pC_{ZV}}} = \frac{u_{G1} - u_d}{\frac{1}{pC_M}} + \frac{u_{G2} - u_d}{\frac{1}{pC_N}}$$

$$-pC_{ZV}u_m = pC_M u_{G1} + pC_N u_{G2}$$

Dosadíme u_{G1} do u_{G2} :

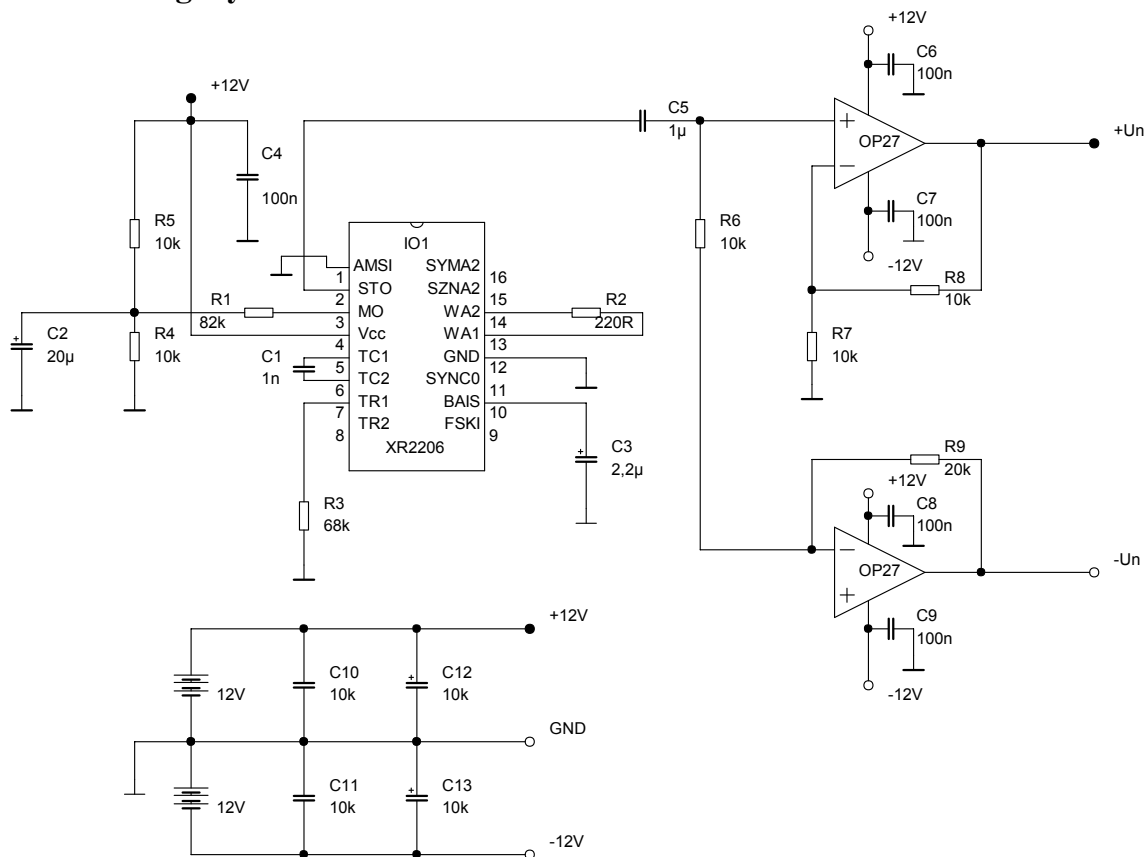
$$u_{G1} = u_G; u_{G2} = -u_G$$

$$-pC_{ZV}u_m = pC_M u_G - pC_N u_G$$

$$u_m = -\frac{pu_G(C_M - C_N)}{pG_{ZV}}$$

$$u_m = \frac{C_N - C_M}{C_{ZV}} \cdot u_G$$

4.2 Analogový měřicí obvod



Obrázek 8: Napájecí obvod můstku

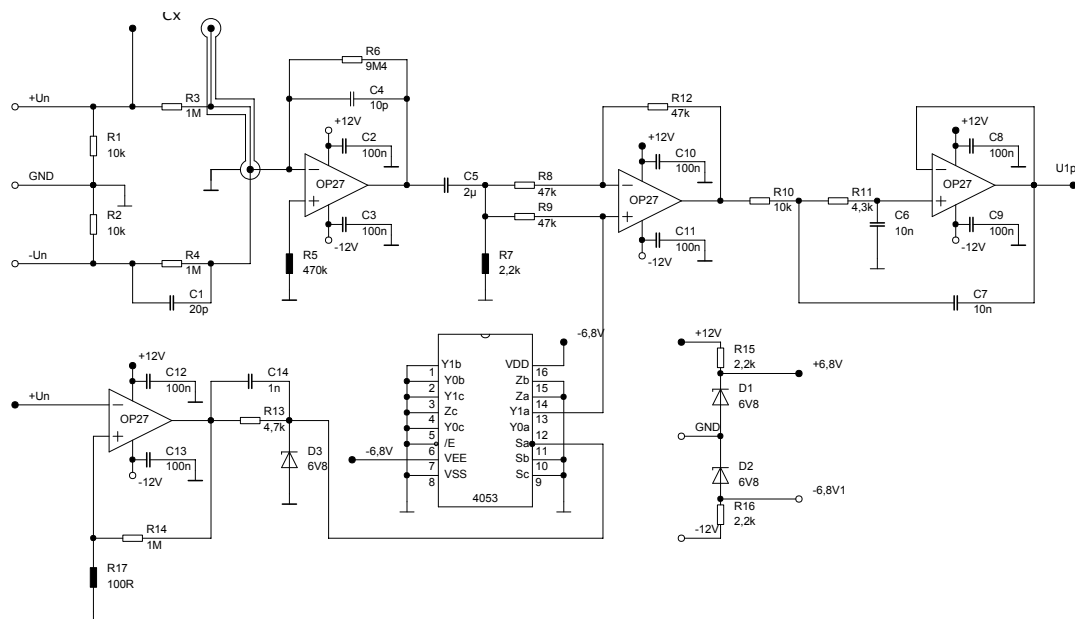
Obvod XR2206 vytváří sinusový signál o frekvenci 10kHz. Přesnost frekvence sinusového signálů není kritická, protože měřicí řetězec není na frekvenci závislý. Kmitočet byl zvolen s ohledem na vliv parazitních kapacit a maximální kmitočet OZ (*slew rate*).

Při návrhu součástek jsem postupoval podle typického zapojení v katalogovém listu součástky. Odpořem R_1 a napájecím napětím nastavujeme amplitudu výstupního signálu. V tomhle případě je výstupní signál z generátoru (XR2206) $\pm 5V$. Odpor R_3 a kondenzátor C_1 nastavují výstupní kmitočet podle vzorce:

$$f_0 = \frac{1}{R_3 \cdot C_1}$$

Kondenzátor C_5 zajišťuje oddělení stejnosměrné složky z výstupu generátoru. Následují operační zesilovače (OP27), které sinusový signál zesílí se zesílením $A_u = 2$ a $A_u = -2$. Výstupem napájecího obvodu můstku jsou sinusové průběhy:

$$\begin{aligned} +u_N &= \pm 10V (f_0 = 10 \text{ kHz}) \\ -u_N &= \pm 10V (f_0 = 10 \text{ kHz}) \end{aligned}$$



Obrázek 9: Analogový měřicí obvod s synchronním detektorem a filtrem.

Popis obvodu:

Z generátoru sinusového průběhu vstupují do měřicího obvodu signály $+u_N$ a $-u_N$, které jsou k sobě inverzní. Odpor R_1 a R_2 je nastaveno uzemnění na potenciálu, který je středem mezi napětími $+u_N$ a $-u_N$. Následují kondenzátory C_X (měřený kondenzátor), C_1 (normálový kondenzátor) a C_4 (kondenzátor ve zpětné vazbě OZ). Změnou měřeného kondenzátoru C_X měníme amplitudu výstupu OZ:

$$u_m = \frac{C_N - C_M}{C_{ZV}} \cdot u_G$$

kde C_N je kondenzátor C_1 , C_M je C_X a C_{ZV} je C_4 .

Ke kondenzátorům C_1 , C_X a C_4 jsou paralelně připojené odpory R_3 , R_4 a R_6 s velkou impedancí z důvodů zajištění zpětné vazby pro stejnosměrný signál. Odpor R_5 je použit z důvodů vyvážení vstupní impedance OZ:

$$R_5 = \frac{\frac{R_3 \cdot R_4}{R_3 + R_4} \cdot R_6}{\frac{R_3 \cdot R_4}{R_3 + R_4} + R_6} = \frac{\frac{1M \cdot 1M}{1M + 1M} \cdot 9,4M}{\frac{1M \cdot 1M}{1M + 1M} + 9,4M} = 474,7 \text{ k}\Omega \quad 470 \text{ k}\Omega$$

Odpory R_3 , R_4 a R_6 jsou z hlediska vstupní impedance zapojené paralelně.

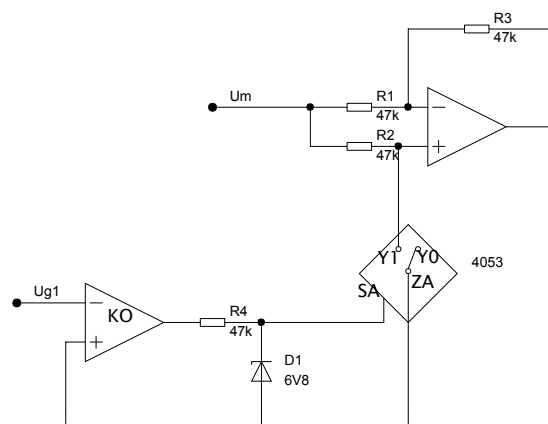
Aby se omezil vliv parazitních kapacit u kondenzátoru C_X a C_1 , jsou kondenzátory odstíněné uzemněním na potenciál země. Kondenzátor C_5 je zvolen k potlačení stejnosměrné složky výstupu z OZ. Dále následuje dvoucestné usměrnění realizované elektronickým přepínačem (4053). Přepínání je řízené komparátorem s hysterezí (Obrázek 9), který porovnává vstupní napětí $+u_N$ a potenciál země.

$$U_{1H} = \frac{R_{17}}{R_{17} + R_{14}} \cdot U_{2H} = \frac{100}{100 + 1M} \cdot 11 \text{ V} = 1,1 \text{ V}$$

$$U_{1L} = \frac{R_{17}}{R_{17} + R_{14}} \cdot U_{2L} = \frac{100}{100 + 1M} \cdot (-11 \text{ V}) = -1,1 \text{ V}$$

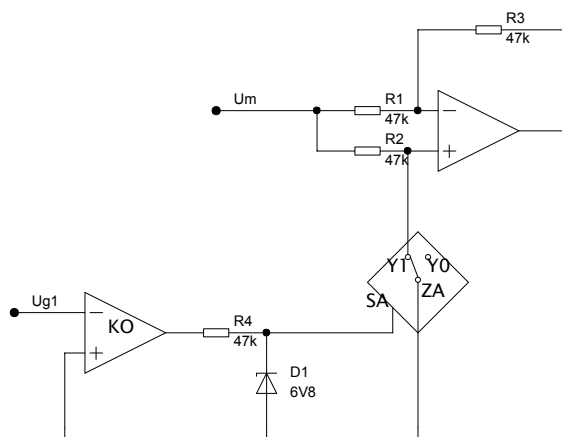
$$U_H = U_{1H} - U_{1L} = 1,1 \text{ V} - (-1,1 \text{ V}) = 2,2 \text{ V}$$

Zenerova dioda D_3 ořízne výstup z komparátoru s hysterezí na 6,8V (pro úroveň H) a na -0,7 V (pro úroveň L). Oříznutý výstup z komparátoru řídí elektronický přepínač (4053, pin S_A). Elektronický přepínač přepíná mezi piny Y_{0A} (přiveden na neinvertující vstup OZ) a Y_{1A} (nepropojen) ke společné elektrodě Z_A . Tady přepínač (4053) mění vstupní odpor neinvertujícího vstupu OZ a tudíž se změní zesílení z $A_u = +1$ na zesílení $A_u = -1$.



Obrázek 10: Elektronický spínač rozpojen. Operační zesilovač má zesílení $A_u = 1$.

Zesílení OZ na Obrázek 10 lze odvodit, tak že předpokládáme ideální vlastnosti OZ. U proudů tekoucích do neinvertujícího i invertního vstupu předpokládáme, že jsou rovné nule, protože má OZ zesílení $A \rightarrow \infty$. Pak oni na odporech R_1 a R_2 nevzniká úbytek napětí. Odporem ve zpětné vazbě R_3 neprotéká také žádný proud, proto na výstupu OZ je napětí u_m . Zapojení má tedy přenos $A_u = +1$.



Obrázek 11: Spínač sepnut. Zesílení OZ je rovno $A_u = -1$.

Invertující zesilovač na Obrázek 11 má zesílení:

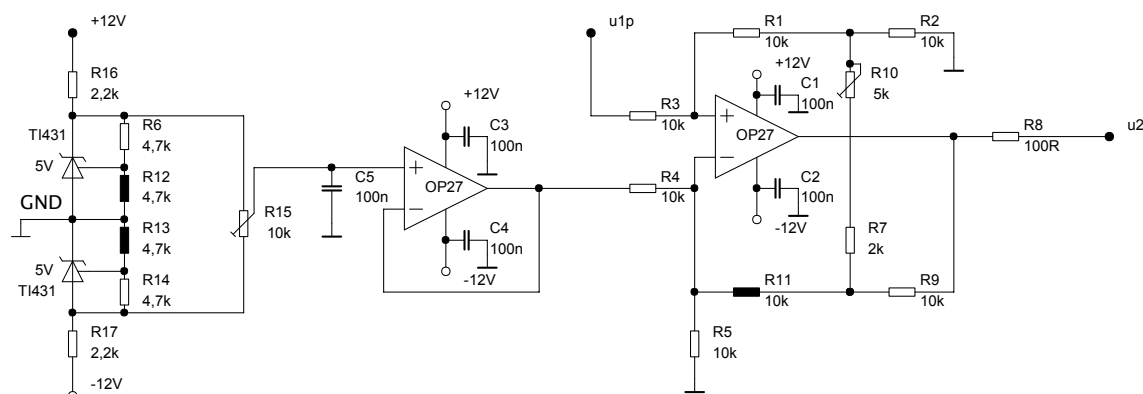
$$A_u = -\frac{R_3}{R_1} = -1$$

Usměrněný signál (synchronním detektorem) se přivede na filtr DP 2. řádu s $f_0 = 1,38 \text{ kHz}$. Tím získáme z dvoucestně usměrněného signálu střední hodnotu.

Výstup z filtru (signál u_{ip}) je přiveden na výstupní zesilovač (**Chyba! Nenalezen zdroj odkazů.**). Napěťovou referencí (TL 431) na 5V docílíme stálosti napětí. Navržené součástky jsou voleny tak, aby mezi anodou a referenční elektrodou (TL431) bylo napětí 5V:

$$U_{TL431_{ref}} = U_{12} \frac{R_{12}}{R_{16} + R_6 + R_{12}} = 12 \text{ V} \cdot \frac{4,7k}{2,2k + 4,7k + 4,7k} = 4,86 \text{ V}$$

Druhá napěťová reference má stejné referenční napětí. Potenciometrem R_{15} tedy nastavíme napětí (U_{ref}) od $-9,72 \text{ V}$ do $+9,72 \text{ V}$ vůči zemi. Kondenzátorem C_5 zajistíme časovou stálost napětí (potlačuje vyšší frekvence). Následuje napěťový sledovač, který přizpůsobí vstupní impedanci následujícího prvku.



Obrázek 12: Výstupní zesilovač

Na neinvertující vstup OZ je přiveden výstupní signál u_{ip} z filtru (Obrázek 9) a korekční napětí nastavené potenciometrem R_{15} (Obrázek 12). Zesílení OZ lze se nastavit potenciometrem R_{10} :

$$A_u = 2 + 2 \frac{R_5}{R_p}$$

$$\text{kde: } R_p = R_7 + R_{10}$$

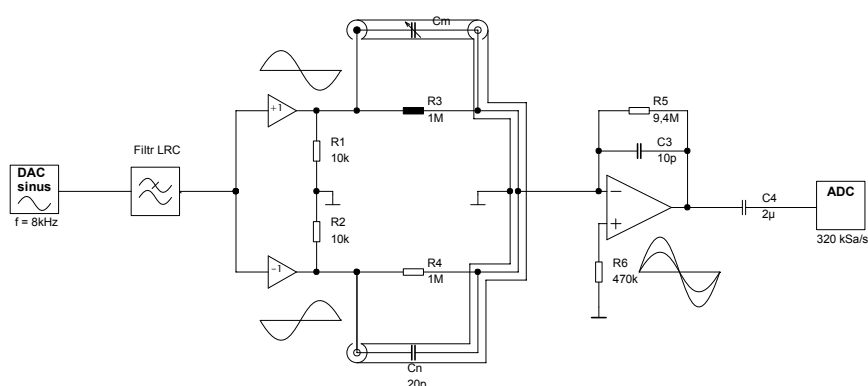
$$\text{pro } R_p = 2k\Omega: A_u = 2 \left(1 + \frac{10k}{2k} \right) = 12$$

$$\text{pro } R_p = 7k\Omega: A_u = 2 \left(1 + \frac{10k}{7k} \right) = 4,86$$

Výstupní napětí u_2 je rovno:

$$u_2 = 2 \left(1 + \frac{10}{R_p} \right) U_{1p} + U_{ref}$$

4.3 Digitální měřicí obvod



Obrázek 13: Zjednodušené schéma digitálního měřicího obvodu.

Digitální měřicí obvod obsahuje generátor sinusového signálu, filtr DP, měřicí část obsahující kapacitní senzor, A/D převodníku a digitální vyhodnocovací část.

Generátor sinusového průběhu:

Generátor sinusového signálu je vytvořen v mikropočítači (freescall MC56F8023). Perioda sinusového průběhu je vytvořena z 16 vzorků, které mikropočítač (μP) posílá přes QSPI (*queued serial peripheral interface*) do externího D/A převodníku. Následuje obvod, který napěťový rozsah výstupu DAC (0 V až 3,3 V) upraví na požadovaný rozsah (± 10 V).

Vytvořený sinusový signál má frekvenci 8kHz ($T = 125\mu s$). Aby bylo možné výstupní signál vytvořit z 16 vzorků na periodu, je použit časovač (*QTIMER_A1*), který vytváří přerušení s periodou:

$$T_1 = \frac{T}{VZ_{DA}} = \frac{1}{f \cdot VZ_{DA}} = \frac{1}{8k \cdot 16} = 7,8125\mu s$$

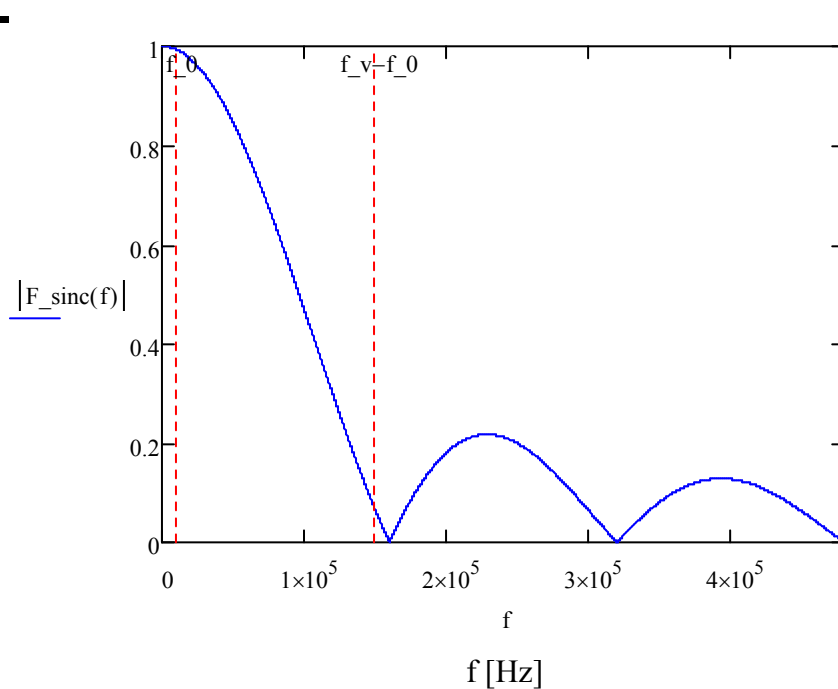
Kde VZ_{DA} je počet vzorků (posílaných do D/A) převodníku za jednu periodu.

Neboli je vytvářeno přerušení s frekvencí:

$$f_1 = \frac{1}{T_1} = f \cdot VZ_{DA} = 8k \cdot 16 = 128 \text{ kHz}$$

Při vytváření sinusového signálu je důležité, z jak velkého počtu vzorků je výsledný analogový signál rekonstruován. Čím je rekonstruovaný signál složen z většího počtu vzorků, tím je menší celkové harmonické zkreslení [Vedral]. Kmitočtové spektrum signálu má obálku²:

$$F(f) = \frac{\sin \frac{\pi \cdot f_0}{f_v}}{\frac{\pi \cdot f_0}{f_v}}$$



Obrázek 14: Kmitočtové spektrum generovaného signálu

Při sudém počtu úseků ($M = 160$) obsahuje kmitočtové spektrum pouze liché harmonické.

$$f_N = \frac{N \cdot M \pm 1}{T_0}$$

kde: N je přirozené číslo ($1, 2, \dots$),

a $T_0 = 8 \text{ kHz}$ (perioda generovaného sinusového signálu).

Tabulka 1: Celkové harmonické zkreslení ovlivňuje počet generovaných vzorků na periodu signálu.

M	První pár vyšších harmonických	THD bez filtrace	THD s filtrací 2. řádů	THD s filtrací 4. řádu
10	9,11	17,1%	X	0,07 %
16	15,17	9,9 %	0,37 %	X

kde X znamená, že není spočítaná hodnota

$$f_v - f_0 = 120 \text{ kHz}$$

$$f_v + f_0 = 136 \text{ kHz}$$

$$2 \cdot f_v - f_0 = 248 \text{ kHz}$$

$$2 \cdot f_v + f_0 = 264 \text{ kHz}$$

THD:

THD (Total harmonic distortion) je veličina zkreslení sinusového signálu.

Definuje se jako poměr součtu výkonů všech harmonických složek k výkonu základní harmonické.

$$THD = \frac{\sum \text{výkon vyšších harmonických}}{\text{výkon základní harmonické}} = \frac{P_2 + P_3 + \dots + P_n}{P_1}$$

$$THD = \frac{V_2^2 + V_3^2 + \dots + V_n^2}{V_1^2}$$

$$THD_u = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + \dots + V_n^2}}{V_1}$$

Filtr DP 2. řádu:

Protože je perioda generované sinusovky vytvořená pouze z 16 vzorků, je potřeba za D/A převodník umístit filtr DP. Tím se zmenší celkové harmonické zkreslení. (viz Tabulka 1).

K návrhu byl zvolen filtr dolní propust podle Butterworthovy aproximace. Požadavek, aby při frekvenci $f_0 = 10$ kHz byl útlum jen 0,2 dB. Experimentálně byla zvolena frekvence $f_3 = 25$ kHz (pro pokles o 3 dB), která vyhovuje pro požadovaný útlum při frekvenci f_0 .

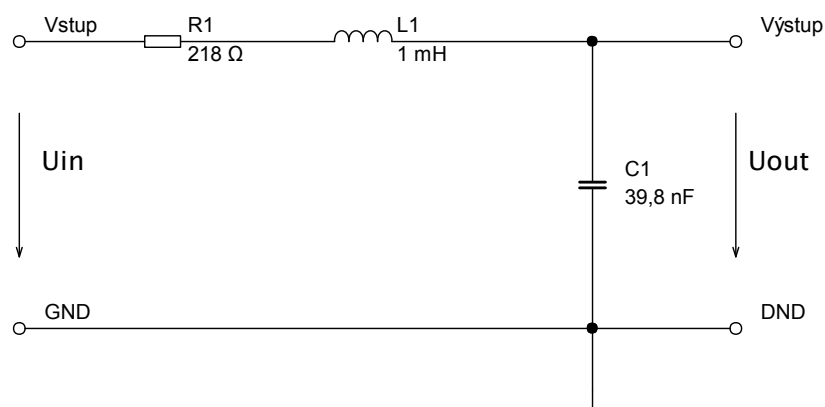
Požadavky:

$$f_0 = 8 \text{ kHz}$$

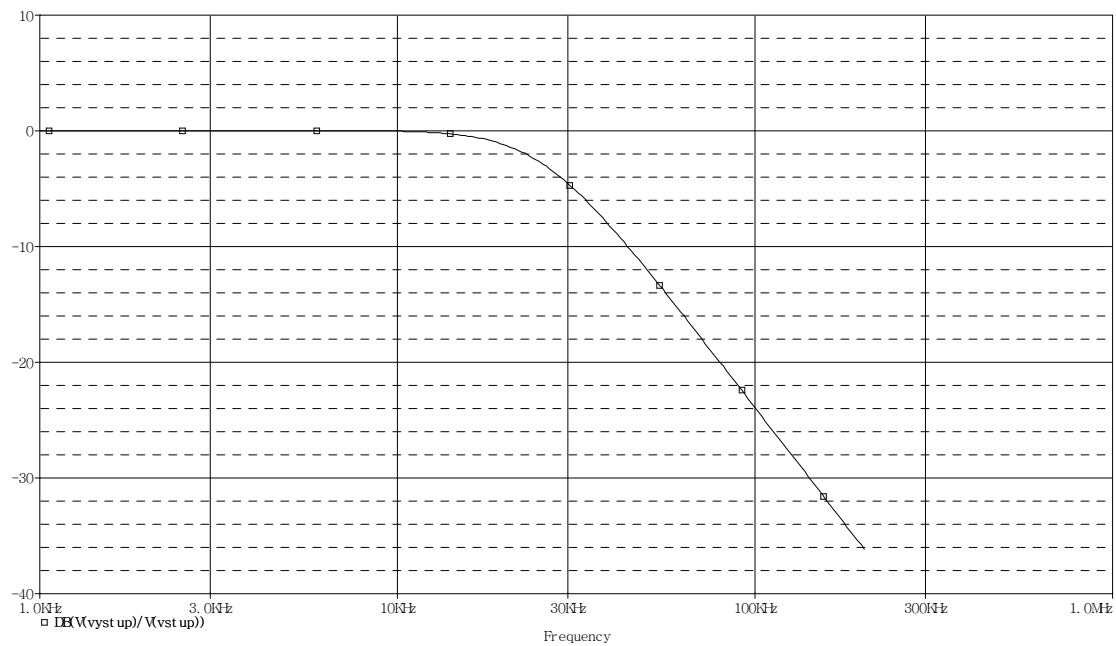
$$f_{\text{pot}} = 120 \text{ kHz (frekvence, kterou je potřeba potlačit)}$$

$$K_{\text{zvl}} = 0,2 \text{ dB (zvlnění v propustném pásmu)}$$

$$K_{\text{pot}} = 25 \text{ dB}$$

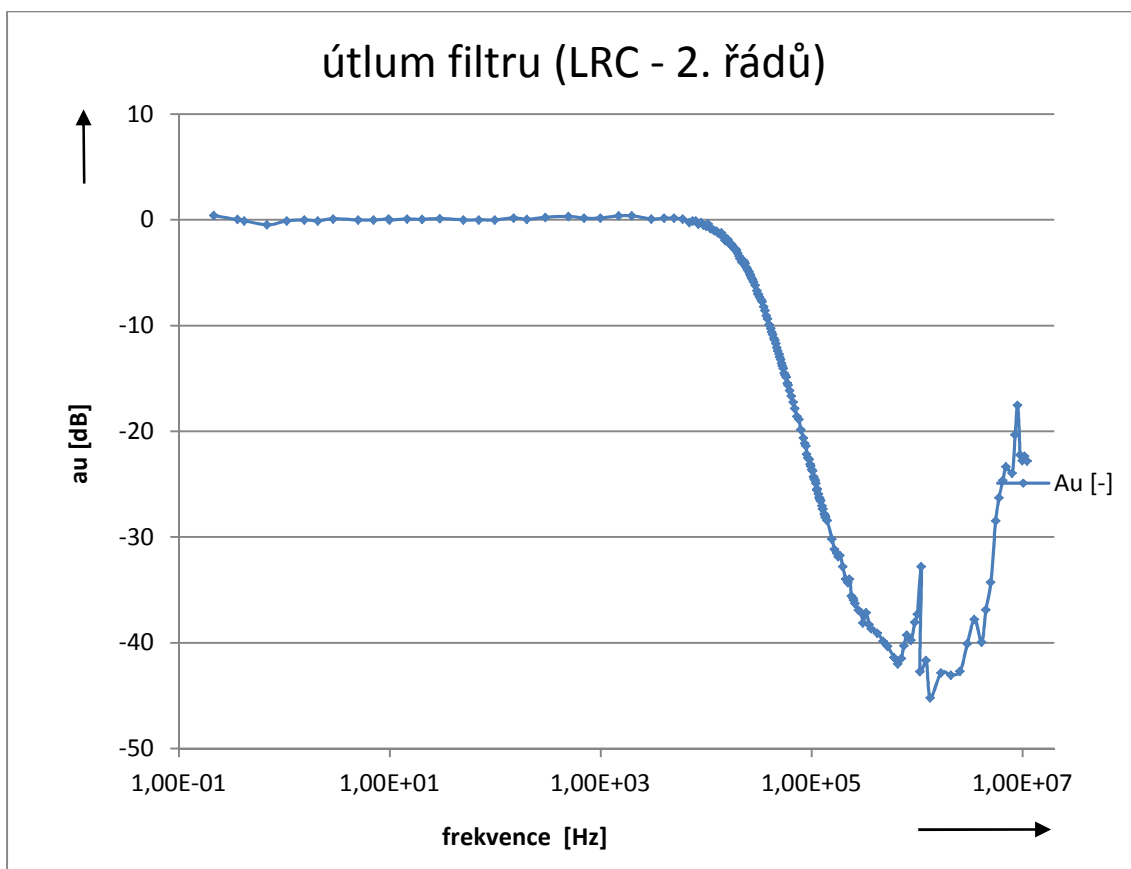


Obrázek 15: Filtr DP (2. řádu, $f_0 = 10$ kHz)



Obrázek 16: Teoretická charakteristika filtru DP ($f_0 = 8$ kHz)

Při zanedbání parazitních vlastností skutečných součástek by útlumová charakteristika filtru od frekvence 20 kHz měla pokles zesílení -40 dB/dek, jak ukazuje Obrázek 16. Se vzrůstem frekvence dále roste útlum.



Obrázek 17: Skutečná charakteristika filtru DP 2. řádu typu Butterworth

Odchylka od ideální hodnoty je způsobená parazitními vlastnostmi použitých součástek. Největší podíl na růstu zisku (a_u) má použitá cívka. Pro obvod by byla vhodnější namotaná na feritovém kroužku (toroidní), která má mnohem menší vyzařování do prostoru a kvalitnější magnetický materiál. Na funkci filtru, ale zmíněný nedostatek nemá na funkčnost vliv, protože filtr byl použit pro potlačení neharmonického zkreslení, které má největší vliv do frekvence 264 kHz. Nad tuto frekvenci již je modul kmitočtového spektra generovaného průběhu velice nízký a se vzrůstajícím kmitočtem dále klesá (viz Obrázek 14).

Měřicí část:

Kapacitní senzor (Obrázek 13) je totožný se senzorem použitým v analogovém měřicím obvodu (Obrázek 7). Opět sinusový signál o amplitudě 10 V s frekvencí tentokrát $f = 8$ kHz. Následně je signál vystupující z filtru zesílen v jedné větvi zesílením $A_u = +1$ a v druhé zesílením $A_u = -1$.

Dále platí již odvozené vztahy z kapitoly 4.1. Velikosti amplitudy harmonického signálu u_m se určí kapacita měřeného kondenzátoru:

$$u_m = \frac{C_N - C_M}{C_{ZV}} \cdot u_G$$

Následuje kondenzátor C_4 , který odfiltruje nežádoucí stejnosměrnou složku.

A/D převodník a vyhodnocení mikropočítačem:

Další částí digitálního měřicího obvodu je A/D převodník, který snímá tvar signálu u_m . Mikropočítač (MC56f8023) má integrovaný A/D převodník, který snímá s maximální vzorkovací frekvencí 890 kSa/s na jeden kanál⁸ (při paralelním snímání dvou kanálů tedy dohromady nasnímá 1,78 MSa/s). Aby bylo možné zpracovat signály, které mají napětíový rozsah ± 10 V, je třeba signály upravit na rozsah napětí od 0 V do 3,3 V. K tomuto účelu již dávno byla (na katedře pohonů) vytvořená pomocná deska, a proto ji nebylo nutné navrhovat.

Mikropočítač zpracovává průběh signálu u_m vzorkovací frekvencí $f_{VZAD} = 320$ kHz. Signál u_m má frekvenci $f_{sin} = 8$ kHz, tudíž ADC nasnímá 40 vzorků za periodu:

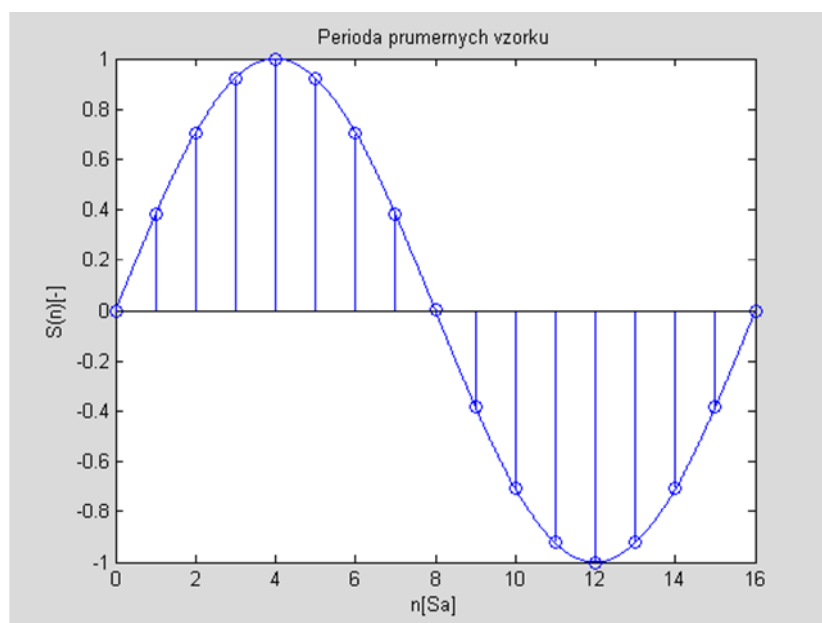
$$T_{SIN} = \frac{1}{f_{SIN}} = \frac{1}{f_{VZAD}} \cdot V_{ZAD}$$

Pak je:

$$V_{ZAD} = \frac{f_{VZAD}}{f_{SIN}} = \frac{320k}{8k} = 40$$

ADC pracuje v sekvenční smyčce, kdy snímá vzorky kanálů s frekvencí 600 kSa/s, ale čte a následně zpracuje jen 320 kSa/s. Ke zpracování průběhu signálu je počet 40 vzorků na periodu dostatečný.

Zapisování naměřených vzorků probíhá během 8 period sinusového průběhu signálu u_m . Poté se vzorky přestanou číst (je zakázáno přerušení z časovače QTimer_A0), aby se již nasnímané vzorky zpracovaly co nejdříve. Ale po tuto dobu je dál povoleno přerušení z časovače QTimer_A1, a proto dál probíhá generování sinusového signálu. Poté co jsou data zpracovaná, se udělí znovu povolení přerušení z časovače QTimer_A0 a znovu se začnou vzorky nasnímané A/D převodníkem zapisovat do paměti.



Obrázek 18: Perioda průměrných vzorků.

Zpracování digitálních dat v mikropočítači:

Z navzorkovaného průběhu signálu u_m je třeba určit velikost amplitudy. Amplitudu určíme tím, že harmonický průběh usměrníme (funkce Abs). Následuje numerické integrování k výpočtu střední hodnoty.

Obecný vzorec pro střední hodnotu:

$$\overline{u_{m_{USM}}} = \frac{1}{T} \int_0^T u_{m_{USM}}(x) dx$$

Při číslicovém zpracování se střední hodnota vypočte:

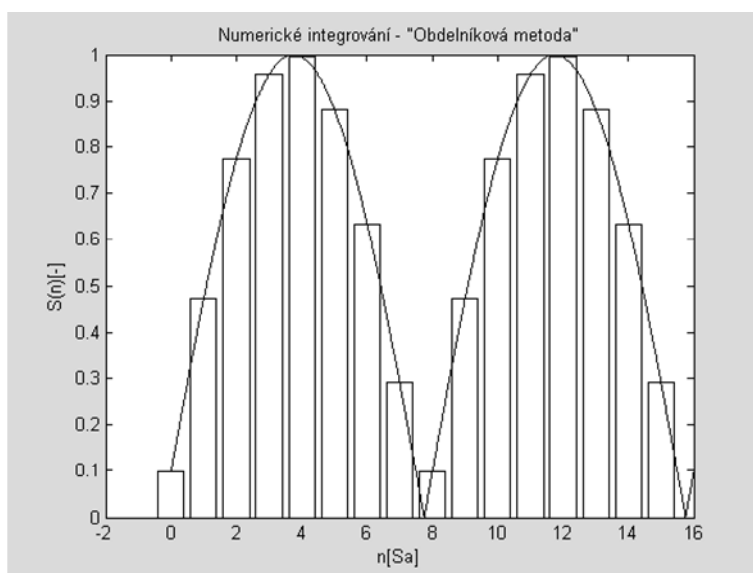
$$\overline{u_{m_{USM}}} = \frac{1}{T} \sum_{i=1}^{i=N} u_{m_{USM}} \cdot \Delta t$$

$$\overline{u_{m_{USM}}} = \frac{1}{T} \cdot \Delta t \sum_{i=1}^{i=N} u_{m_{USM}} = \frac{1}{T} \cdot \frac{T}{N} \sum_{i=1}^{i=N} u_{m_{USM}}$$

$$\overline{u_{m_{USM}}} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{i=N} u_{m_{USM}}$$

Pro 40 nasnímaných vzorků během jedné periody:

$$\overline{u_{m_{USM}}} = \frac{1}{40} \sum_{i=1}^{i=40} u_{m_{USM}}$$



Obrázek 19: Numerické integrování

Usměrnění (funkce abs) a výpočet střední hodnoty probíhá až po nasnímání 8 period signálu, kdy se zpracuje 320 vzorků (8 period po 40 vzorcích). Poté výslednou střední hodnotu signálu vynásobíme konstantou pro přepočítání mezi maximální a střední hodnotou (pro dvoucestně usměrněný sinusový signál je konstanta rovna $\pi/2$) a dále přepočítáme na koncentraci vzduchu. Tuto hodnotu následně pošleme přes rozhraní QSPI(*queued serial peripheral interface*) do D/A převodníku. Protože je zpracovaný signál usměrněný, zobrazíme na výstupu z D/A převodníku napětí v rozsahu od 0 V do 10 V (používá se externí DAC umístěný na pomocné desce). Naměřená hodnota voltmetrem pak odpovídá úrovni koncentrace v procentech:

$$koncentrace_{vzduchu} = \frac{U_{konc}}{U_{maxDA}} \cdot 100 [\%]$$

Kde: U_{konc} je napětí na výstupu z D/A převodníku.

U_{maxda} je maximální napěťová úroveň na výstupu D/A převodníku.

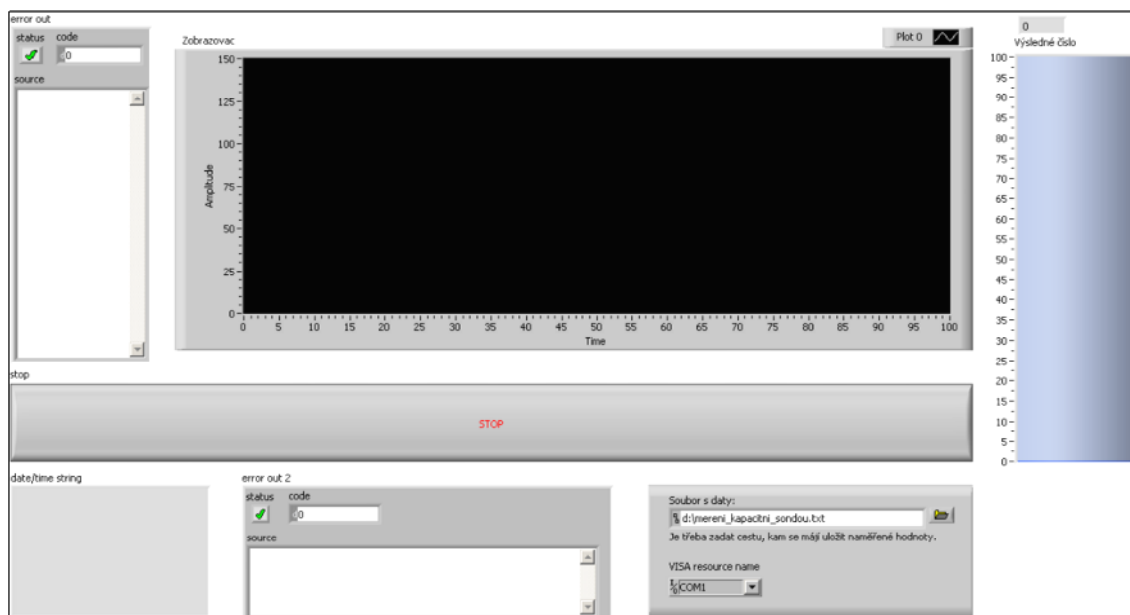
V našem případě je $U_{maxda} = 10V$:

$$koncentrace_{vzduchu} = U_{konc} \cdot 10 [\%]$$

Informace o koncentraci se posílá také přes sériovou komunikaci (RS-232) do počítače, kde se následně zpracuje aplikací programu labview. Pro posílání sériových dat se využívá komunikace s přenosovou rychlostí 9600 Baud. Protože jsme při komunikaci přes sériovou linku limitováni přenosovou rychlostí, proto vypočítáme průměrnou hodnotu z 10 vypočítaných středních hodnot, což odpovídá průměru z 80 měřených period sinusového signálu u_m (10 krát 8 měřených period).

Zpracování přijatých dat počítačem:

Přijatá data ze sériové linky jsou zpracována programem labview. Ten skenuje sériovou linku (RS-232), zda přichází data z mikropočítače (MC56f8023). Pokud přijme data (ve formátu znaku ve tvaru: „V=číslo,\n“), přepočítá přijaté číslo (12 bitové) na koncentraci vzduchu ve vodě. Úroveň koncentrace se graficky zobrazí (v průběžném zapisovači a indikátoru) na předním panelu (viz Obrázek 20). Také se vytvoří textový soubor s protokolem o měření, který obsahuje datum a čas měření a také tabulku s naměřenými koncentracemi a časem každé naměřené koncentrace.



Obrázek 20: Front panel aplikace "Kapacitní snímač" vytvořené v programu Labview.

Blokový diagram aplikace „Kapacitní snímač“ je zobrazen na Obrázek 21. Při zapnutí aplikace se inicializuje sériová komunikace (*VISA serial configure port*):

Konstanty:

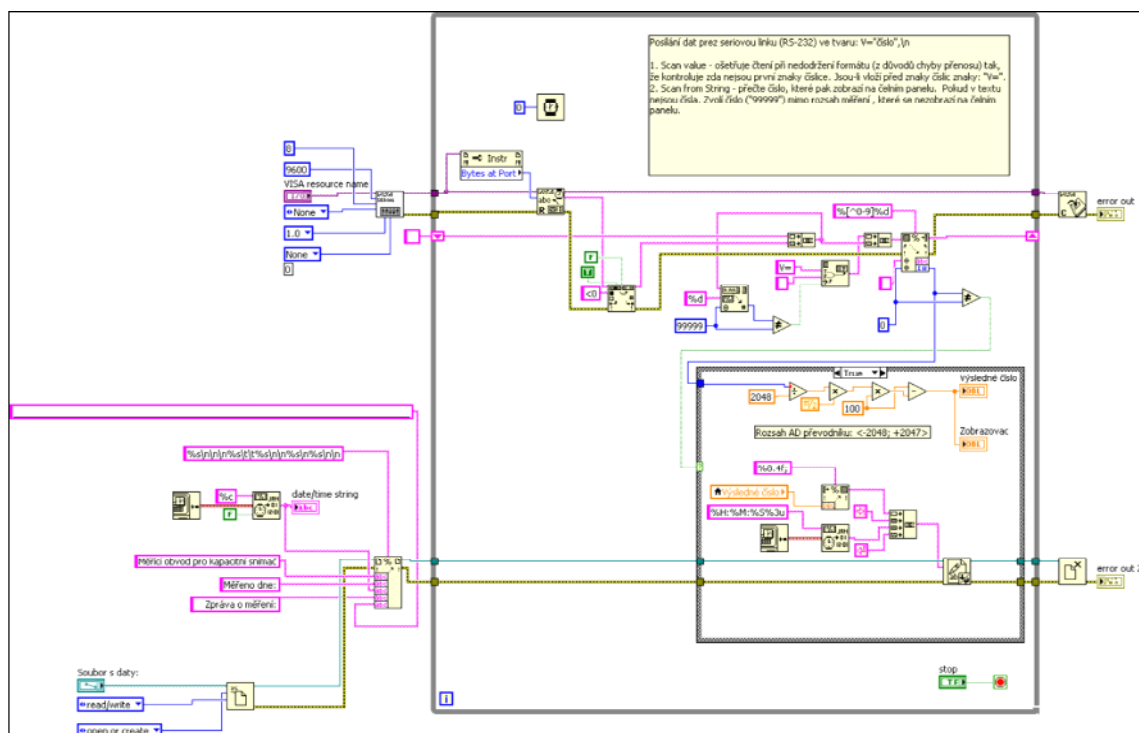
- přenosová rychlost 9600 Baud
- 8 datových bitů
- bez parity
- 1 stop bit
- bez plovoucího řízení (*flow control – none*).

Proměnná (*control*):

- komunikační port (*VISA resource name*) je nastavitelný (např. na hodnotu COM1).

Po nastavení sériové komunikace následuje smyčka *while*, která je vykonávána, dokud se nezmáčkne tlačítko stop. Uvnitř smyčky *while* je funkce *property node (Bytes at port)*, která vrací počet nezpracovaných bajtů, které čekají na obsloužení ve vyrovnávací paměti (sériové

komunikace). Výstupní konektor *property node* (*Bytes at port*) je přivedený na vstup na *VISA read*, jehož výstupní proměnná konektoru *read buffer* je datového typu *string*.



Obrázek 21: Blokový diagram aplikace "Kapacitní snímač".

V další části aplikace se zpracovává přečtený textový řetězec (*string*). Protože při přenosu znaků sériovou komunikací může dojít k chybně poslaným znakům (často to je posloupnost znaků: „<0>“). Tyto znaky jsou zvláště nepříjemné, protože obsahují znak číslice (0))., je třeba shluky znaku filtrovat. K tomuto účelu slouží funkce *Search and replace string*, která odstraní každou přítomnost znaků „<0>“. Odfiltrovaný textový řetězec je připojen ke *Concatenate String*, který slučuje textové řetězce (Odfiltrovaný textový řetězec je připojený za text, který ještě nebyl zpracován. Starší vznikl dříve například při čtení většího počtu bytu, než je funkce *Scan from string*). Následuje funkce *Scan from string*, která textový řetězec rozdělí na:

- 1) libovolně dlouhý text kromě číslic
- 2) číslo typu *integer*
- 3) zbývající text (libovolného typu – může obsahovat i číslice), který se zpracuje při příštím volání funkce *Scan from string*

Tím vzniká problém. Pokud číslice bude prvním znakem v textu, pak by výstupní proměnné z bodu ad 1) a ad 2) byly prázdné a celý text se přesunul do zbývajících částí textu (ad 3)). Problém se odstraní použitím funkce *Scan value* (testuje, jestli prvními znaky v testu není číslo) a funkce *Append true/false string*, která v takovém případě vloží před číslo nečíselné znaky (například znaky „V=“). Výstupní proměnná „Zbývajících text“ z funkce *Scan from string* je vložena posunovacího registru (shift registr), která ve funkci *Concatenate string* vloží zbývajících text před odfiltrovaný text (uvedeno výše).

Je-li funkcí *Scan from string* přečteno číslo, pak se číslo (udávající střední hodnotu usměrněného sinusového signálu u_m) přepočítá na úroveň udávající koncentraci vzduchu ve vodě a zobrazí v indikátoru „Výsledné číslo“ zobrazené na předním panelu. Taktéž se stejné číslo zobrazí na průběžném zobrazovači (*waveform chart*).

Spuštěním programu se vytvoří textový soubor (s cestou napsanou v proměnné „Soubor s daty“ (zobrazené na předním panelu – viz Obrázek 20)) s protokolem o měření. Na začátku souboru se vytvoří hlavička, pak následuje tabulka s naměřenými koncentracemi a časem měření každé položky.

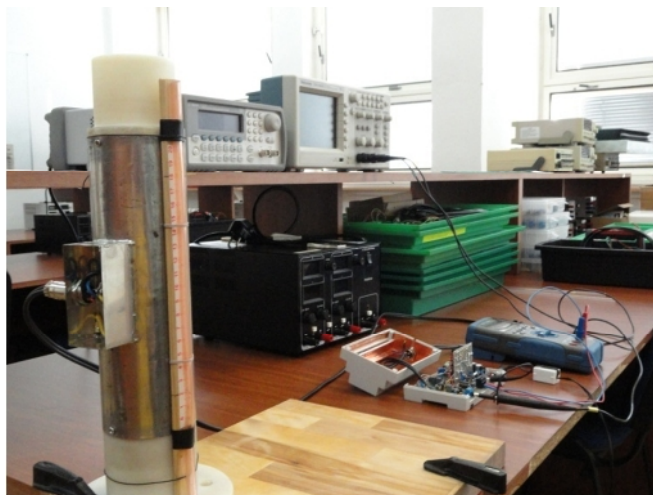
Zmáčknutím tlačítka stop (na předním panelu) se smyčka *while* ukončí. Následuje ukončení komunikace se sériovou linkou a uloží se textový soubor a ukončí se aplikace labview.

5 Měření kapacity měřícím řetězcem

Návrh měřícího řetězce předpokládal, že se podaří navrhnout kapacitní senzor s požadovanou přesností $\pm 5\%$. Pro tak velkou nejistotu měření byl koncipován návrh analogové vyhodnocovací části. Měření koncentrace vzduchu ve vodě (viz Obrázek 22) bylo provedeno tak, že se napouštěla voda do měřícího kondenzátoru (Obrázek 24). Pro měření zaplnění kondenzátoru vodou je vyvedena z kondenzátoru hadička. Hladina, po kterou je v hadičce voda, je stejná jako v měřeném kondenzátoru. K určení množství vody v měřeném kondenzátoru je použito pravítko, kterému je nastavena reference, kde přesně začínají elektrody měřeného kondenzátoru. Přesnost určení zaplnění vodou je použitím této metody snížena, ale pro jednoduchá měření dostačuje a vyhovuje i požadované přesnosti.

Experimentálně se ukázalo, že pro rychlou kalibraci měřeného kondenzátoru postačuje změřit kapacitu kondenzátoru pouze zaplněním vody pouze v pěti hladinách. Zobrazené hodnoty v Tabulka 2 i v Tabulka 3 tři jsou aritmetické průměry z 10 měření. Jak ukazuje graf na Obrázek 25 je závislost výstupního napětí U_{vyst} na koncentraci lineární.

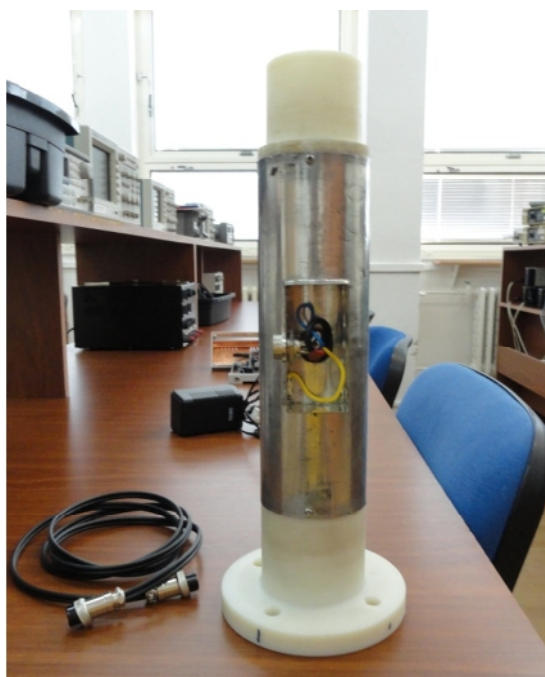
Justování nulové výchylky měřícího obvodu při plně napuštěné a ustálené vodě (koncentrace vzduchu je tedy 0%) se provádí odporovým trimrem R_{15} (viz Obrázek 12). Justování strmosti při vypuštěné vodě se provádí odporovým trimrem R_{10} .



Obrázek 22: Měřící pracoviště pro měření kapacity s analogovým výstupem



Obrázek 23: Měřící obvod k vyhodnocení měřené kapacity C_M .



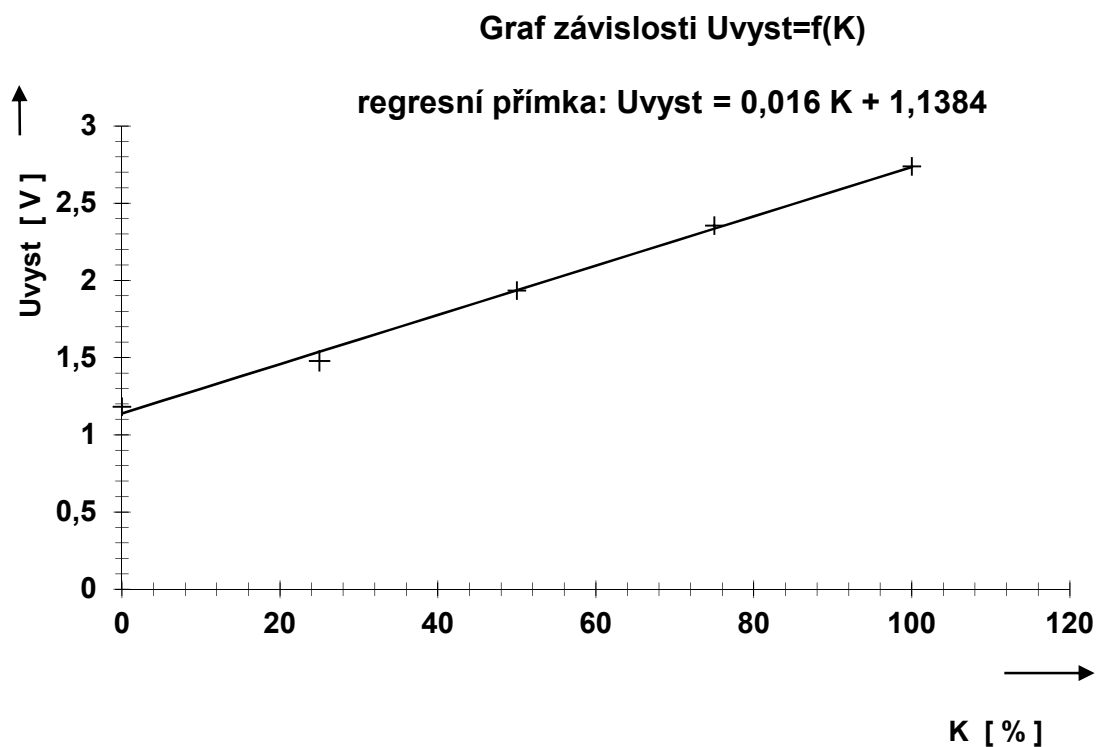
Obrázek 24: Měřená kapacita vyrobena podle Lampardova teorému

5.1 Experimentální ověření analogového měřícího obvodu

V Tabulka 2 jsou zaznamenány průměrné hodnoty z 10 měření. Jak je vidět v grafu na Obrázek 25 je závislost výstupního napětí U_{vyst} na koncentraci vzduchu ve vodě lineární.

K [%]	U_{vyst} [V]
0,001	1,1797
25	1,4787
50	1,9321
75	2,3533
100	2,7366

Tabulka 2: Naměřené napěťové úrovně U_{vyst} v závislosti na koncentraci vzduchu ve vodě.

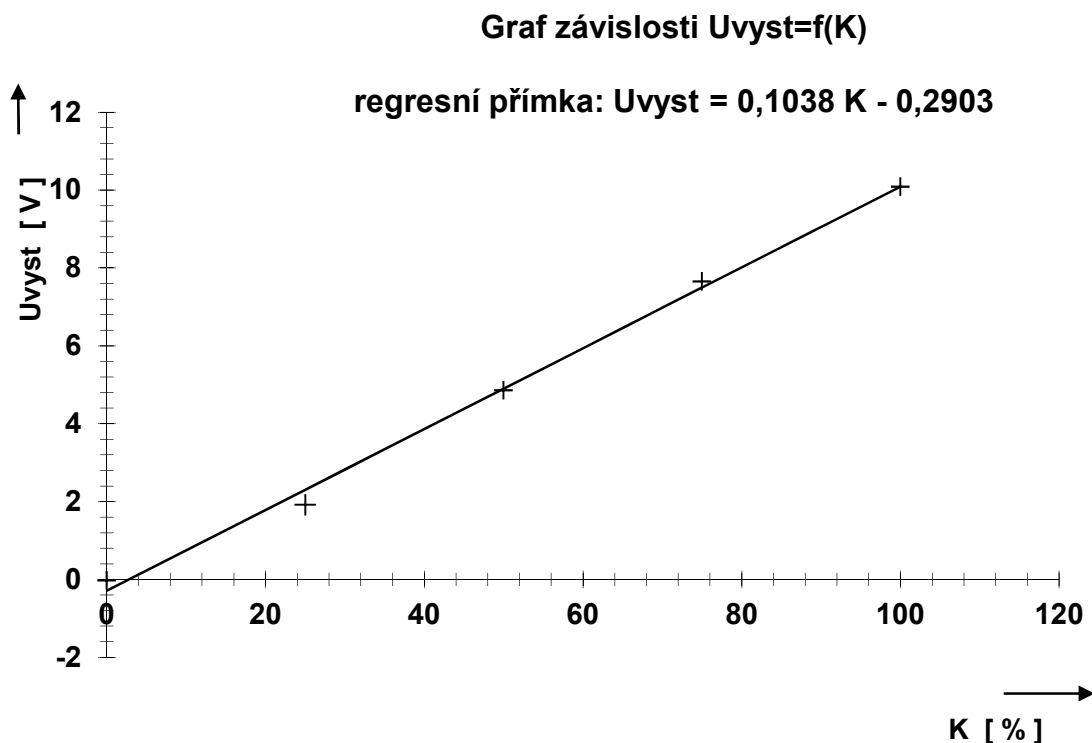


Obrázek 25: Naměřený graf závislosti analogového výstupu U_{vyst} na koncentraci vzduchu ve vodě.

Justováním měřicího obvodu se upraví rozsah výstupního napětí, tak aby nulové koncentraci odpovídalo výstupní napětí $U_{\text{vyst}} = 0\text{V}$ a 100% koncentraci vzduchu odpovídalo výstupní napětí $U_{\text{vyst}} = 10\text{V}$. V Tabulka 3 jsou zobrazeny průměrné hodnoty změřené z deseti měření. Grafická závislost výstupního napětí U_{vyst} na koncentraci vzduchu je zobrazena na Obrázek 26.

K	U_{vyst}
[%]	[V]
0,001	-0,021
25	1,917
50	4,862
75	7,656
100	10,084

Tabulka 3: Měření napětí na výstupu v závislosti na koncentraci vzduchu ve vodě.

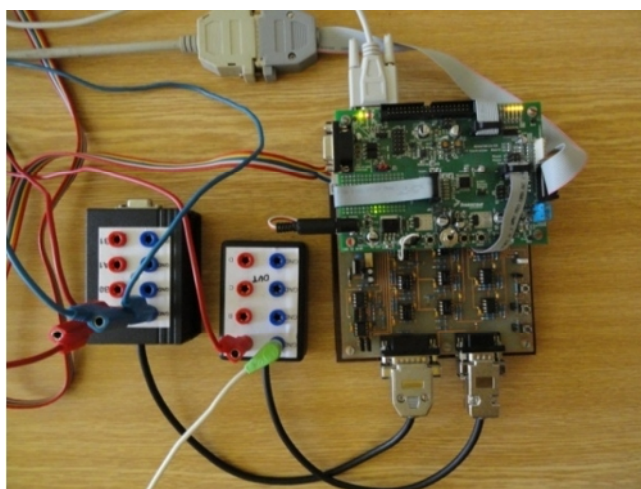


Obrázek 26: Graf závislosti výstupního napětí U_{vyst} (s upraveným napětovým rozsahem ve výstupním zesilovači) na koncentraci vzduchu ve vodě.

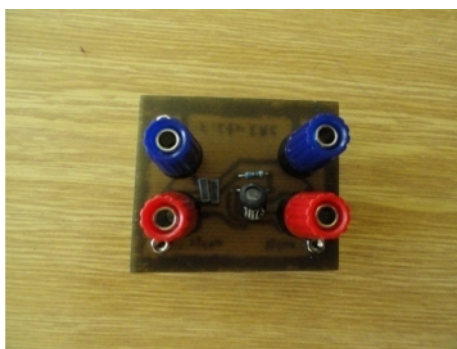
5.2 Experimentální ověření digitálního měřícího obvodu

Digitální měřící obvod je složen z mikropočítače (viz Obrázek 27), externího D/A převodníku, filtru DP (Obrázek 28), měřícího obvodu k vyhodnocení měřené kapacity (Obrázek 23), měřícího kondenzátoru (Obrázek 24), interního A/D převodníku a sériového rozhraní RS-232.

Mikropočítač přes D/A převodník generuje sinusový signál, který je filtrován filtrem DP, aby se zlepšilo harmonické zkreslení (THD). Sinusový signál je přivedený měřicímu obvodu. Změnou relativní permitivity měřeného kondenzátoru (napouštěním a vypouštěním vody v měřeném kondenzátoru se mění jeho kapacita) na výstupu měřícího obvodu mění amplituda výstupního napětí. Sinusový průběh výstupního napětí je měřen interním A/D převodníkem, který má dostatečnou přesnost. V mikropočítači se data zpracují a pošlou přes sériovou linku do počítače, ve kterém se pomocí aplikace vytvořené v labview zobrazí hodnoty graficky na obrazovce (*front panel*) a zapíše do souboru.

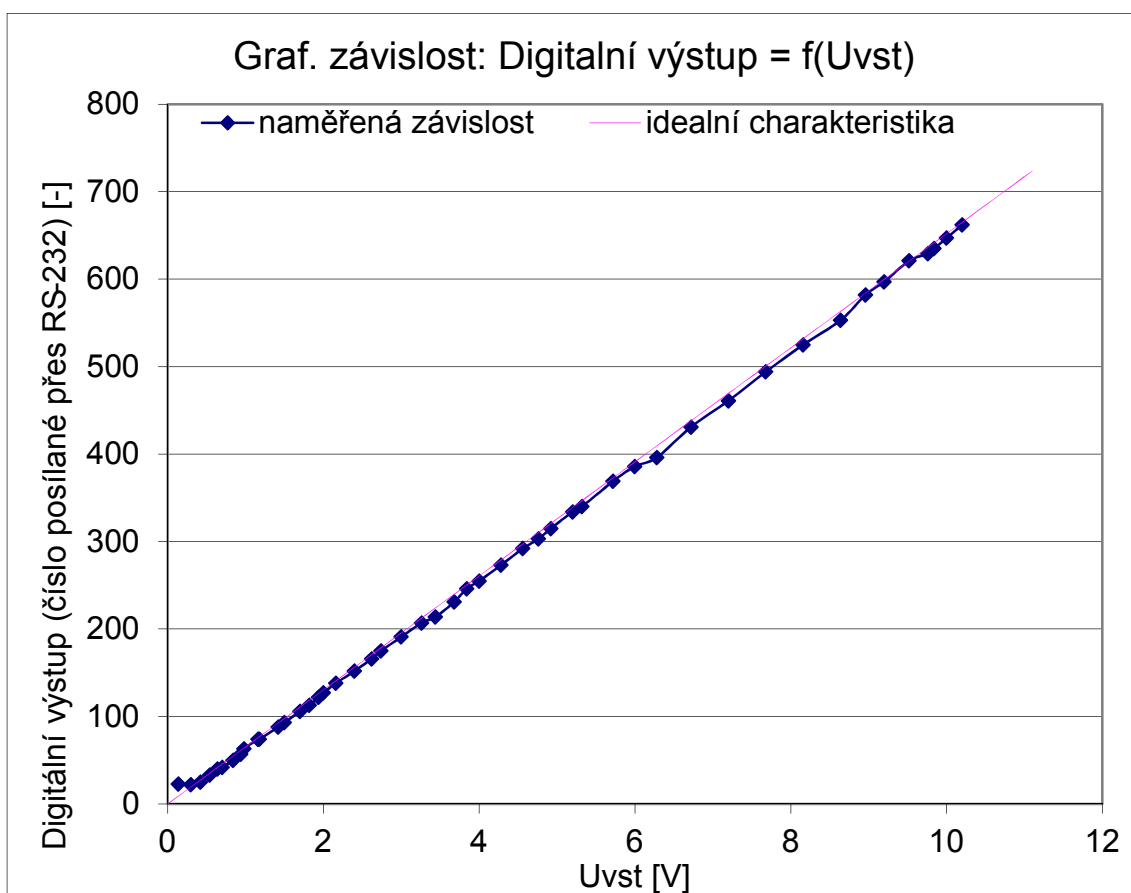


Obrázek 27: Mikropočítač (MC56f8023 s kitem) s analogovými vstupy a výstupy



Obrázek 28: Filtr dolní propust LRC 2. Řádu

Při měření se na vstup A/D převodníku připojí z výstupu měřicího řetězce sinusový signál. Změnou jeho amplitudy měníme číslo, které je posíláno mikropočítačem přes sériovou linku. Závislost digitálního výstupu na amplitudě přivedeného vstupu je zobrazena na Obrázek 29.



Obrázek 29: Graf. závislost digitálního výstupu (přes RS-232) na amplitudě vstupního napětí.

6 Závěr

Cílem práce bylo vytvořit měřicí řetězec, který bude měřit koncentraci vzduchu v kapalinách. Protože je koncentrace vzduchu závislá na permitivitě dielektrika a tudíž i na kapacitě měřeného kondenzátoru, proto se měří kapacita kondenzátoru. Kapacita navrhnutého kondenzátoru je závislá jen na geometrických rozměrech a permitivitě dielektrika.

Návrh měřicího obvodu k měření kapacity kondenzátoru byl rozdělen do dvou etap:

- Analogový měřicí obvod s analogovým výstupem
- Digitální měřicí obvod s digitálním i s analogovým výstupem

Požadovaná přesnost měřiče kapacity byla stanovena na $\pm 5\%$. Tomuto požadavku byl podřízen návrh obvodu.

Vyrobený analogový měřicí obvod je třeba na začátku měření justovat. Poté se provedlo experimentální měření, které potvrdilo, že má lineární závislost výstupního napětí (z měřicího obvodu) na koncentraci vzduchu v kapalinách. Následně se provedlo měření při 5 úrovních koncentrace vzduchu v kapalině. Grafická závislost je vidět na Obrázek 26.

Digitální měřicí obvod se experimentálně ověřil připojením k měřicímu obvodu (viz Obrázek 7) kondenzátoru takových hodnot, které odpovídají statistickým hodnotám kapacit při typických koncentracích vzduchu v kapalině. Dále byla změřena závislost digitálního výstupu na amplitudě napětí vstupu A/D převodníku (Obrázek 29).

Navrhnutý měřicí obvod by šlo v budoucnu zdokonalit tak, aby bylo vyhodnocení kapacity přímo uvnitř senzoru (Obrázek 24). Tím se zmenší parazitní kapacity při vyhodnocení kapacity měřeného kondenzátoru a zároveň pak bude kapacitní senzor operativnější.

7 Literatura

ĎAĎO, Stanislav; KREIDL, Marcel. Senzory a měřicí obvody. Praha: Vydavatelství ČVUT, 1996. 315 s. ISBN 80-01-01500-9. [kniha]¹

VEDRAL, Josef; FISCHER, Jan. Elektronické obvody pro měřicí techniku. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2004. 340 s. ISBN 80-0102966-2. [kniha]²

FAJT, Václav; JAKL Milan. Přesná měření elektrických veličin. Praha: Nakladatelství SNTL, 1979. 248 s. 04-503-79. [kniha]³

HÁJEK, Karel; SEDLÁČEK, Jiří. Kmitočtové filtry. Praha: Nakladatelství BEN, 2002. 535 s. ISBN 80-7300-023-7. [kniha]⁴

HEROUT, Pavel. Učebnice jazyka C – 1. díl.: České Budějovice: Nakladatelství KOPP, 2007. 271 s. ISBN 80-7232-220-6. [kniha]⁵

SMÉKAL, Zdeněk; SYSEL, Petr. Signálové procesory. Praha: Nakladatelství Sdělovací technika, 2006. ISBN 80-86645-08-8. [kniha]⁶

VLACH, Jaroslav; HAVLÍČEK, Josef; VLACH, Martin. Začínáme s Labview. Praha: Nakladatelství BEN 2008. ISBN 978-80-7300-245-9. [kniha]⁷

MC56f8023 – Preliminary technical data.

URL: http://cache.freescale.com/files/dsp/doc/data_sheet/MC56F8023.pdf?fpsp=1 [cit. 2011-08-01]⁸